

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5886025号
(P5886025)

(45) 発行日 平成28年3月16日(2016.3.16)

(24) 登録日 平成28年2月19日(2016.2.19)

(51) Int.Cl.

HO3F 3/24 (2006.01)

F 1

HO3F 3/24

請求項の数 12 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2011-277953 (P2011-277953)
 (22) 出願日 平成23年12月20日 (2011.12.20)
 (65) 公開番号 特開2013-131803 (P2013-131803A)
 (43) 公開日 平成25年7月4日 (2013.7.4)
 審査請求日 平成26年8月27日 (2014.8.27)

(73) 特許権者 302062931
 ルネサスエレクトロニクス株式会社
 東京都江東区豊洲三丁目2番24号
 (74) 代理人 100089071
 弁理士 玉村 静世
 (72) 発明者 長谷 昌俊
 神奈川県川崎市中原区下沼部1753番地
 ルネサスエレクトロニクス株式会社内

審査官 緒方 寿彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 RF電力増幅器およびその動作方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

RF増幅回路と、電力検出回路とを具備するRF電力増幅器であって、前記RF増幅回路の入力端子に所定の周波数帯域を有するRF入力信号が供給されることによって、前記RF増幅回路は前記RF入力信号の電力増幅を実行して前記RF増幅回路の出力端子から前記所定の周波数帯域を有するRF増幅出力信号が生成され、

前記電力検出回路の入力端子は前記RF増幅回路の前記出力端子に接続され、前記電力検出回路は前記RF増幅出力信号の基本波成分の周波数の整数倍の高調波周波数を有する高調波成分を検出して、当該検出された当該高調波成分から前記RF増幅出力信号の前記基本波成分の信号レベルを示す検出信号を前記電力検出回路が出力端子に生成し、

前記電力検出回路は、前記高調波成分を検出する入力回路と、前記電力検出回路の出力端子に前記検出信号を生成する出力回路とを有して、

前記入力回路は、前記RF増幅回路の前記出力端子と接地電位との間に接続された第1容量と第1インダクタとの直列接続により構成された高調波終端回路としても機能し、

前記出力回路は、第2インダクタを含み、

前記第2インダクタが前記入力回路の前記第1インダクタと電磁気結合されることにより、前記出力回路は当該電磁気結合によって前記第2インダクタに生成される前記検出信号を前記電力検出回路の前記出力端子に生成し、

前記直列接続により構成された前記高調波終端回路は、前記RF増幅回路の前記出力端子に接続された出力整合回路に含まれた

10

20

ことを特徴とする R F 電力増幅器。

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記出力回路の前記第 2 インダクタの一端は終端抵抗を介して前記接地電位に接続されることによって、前記第 2 インダクタの他端から前記検出信号が生成される
ことを特徴とする R F 電力増幅器。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記出力整合回路の出力端子は、周波数分割デュプレックス方式の送信動作と受信動作とを実現するためのデュプレクサと接続可能とされた

ことを特徴とする R F 電力増幅器。

10

【請求項 4】

請求項 1 において、

前記 R F 入力信号の前記所定の周波数帯域は、略 700 MHz の R F 周波数である
ことを特徴とする R F 電力増幅器。

【請求項 5】

請求項 4 において、

前記略 700 MHz の R F 周波数は、LTE 方式のバンド 12 とバンド 13 とバンド 14 とバンド 17 のいずれかの周波数である
ことを特徴とする R F 電力増幅器。

20

【請求項 6】

請求項 5 において、

前記 R F 電力増幅器は、ハイバンドとローバンドとの複数の周波数帯域の送信を可能とする R F 電力増幅装置の前記ハイバンドの送信を実行する高周波帯域 R F 電力増幅器と前記ローバンドの送信を実行する低周波帯域 R F 電力増幅器のうち、当該低周波帯域 R F 電力増幅器を構成する

ことを特徴とする R F 電力増幅器。

【請求項 7】

R F 増幅回路と、電力検出回路とを具備する R F 電力増幅器の動作方法であって、

前記 R F 増幅回路の入力端子に所定の周波数帯域を有する R F 入力信号が供給されることによって、前記 R F 増幅回路は前記 R F 入力信号の電力増幅を実行して前記 R F 増幅回路の出力端子から前記所定の周波数帯域を有する R F 増幅出力信号が生成され、

30

前記電力検出回路の入力端子は前記 R F 増幅回路の前記出力端子に接続され、前記電力検出回路は前記 R F 増幅出力信号の基本波成分の周波数の整数倍の高調波周波数を有する高調波成分を検出して、当該検出された当該高調波成分から前記 R F 増幅出力信号の前記基本波成分の信号レベルを示す検出信号を前記電力検出回路が出力端子に生成し、

前記電力検出回路は、前記高調波成分を検出する入力回路と、前記電力検出回路の出力端子に前記検出信号を生成する出力回路とを有して、

前記入力回路は、前記 R F 増幅回路の前記出力端子と接地電位との間に接続された第 1 容量と第 1 インダクタとの直列接続により構成された高調波終端回路としても機能し、

40

前記出力回路は、第 2 インダクタを含み、

前記第 2 インダクタが前記入力回路の前記第 1 インダクタと電磁気結合されることにより、前記出力回路は当該電磁気結合によって前記第 2 インダクタに生成される前記検出信号を前記電力検出回路の前記出力端子に生成し、

前記直列接続により構成された前記高調波終端回路は、前記 R F 増幅回路の前記出力端子に接続された出力整合回路に含まれた

ことを特徴とする R F 電力増幅器の動作方法。

【請求項 8】

請求項 7 において、

前記出力回路の前記第 2 インダクタの一端は終端抵抗を介して前記接地電位に接続され

50

ることによって、前記第2インダクタの他端から前記検出信号が生成されることを特徴とするRF電力増幅器の動作方法。

【請求項9】

請求項7において、

前記出力整合回路の出力端子は、周波数分割デュプレックス方式の送信動作と受信動作とを実現するためのデュプレクサと接続可能とされたことを特徴とするRF電力増幅器の動作方法。

【請求項10】

請求項7において、

前記RF入力信号の前記所定の周波数帯域は、略700MHzのRF周波数であることを特徴とするRF電力増幅器の動作方法。

10

【請求項11】

請求項10において、

前記略700MHzのRF周波数は、LTE方式のバンド12とバンド13とバンド14とバンド17のいずれかの周波数であることを特徴とするRF電力増幅器の動作方法。

【請求項12】

請求項11において、

前記RF電力増幅器は、ハイバンドとローバンドとの複数の周波数帯域の送信を可能とするRF電力増幅装置の前記ハイバンドの送信を実行する高周波帯域RF電力増幅器と前記ローバンドの送信を実行する低周波帯域RF電力増幅器のうち、当該低周波帯域RF電力増幅器を構成する

20

ことを特徴とするRF電力増幅器の動作方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、RF電力増幅器およびその動作方法に関し、特に電力検出回路を小型化するのに有効な技術に関するものである。

【背景技術】

【0002】

30

移動通信を可能とする携帯電話はGSM方式と呼ばれる第2世代(2G)からW-CDMA方式やCDMA2000の第3世代(3G)に進歩しており、更に第3世代(3G)と将来登場する第4世代(4G)との間の方式としてのLTE方式に進歩している。尚、GSMは、Global System for Mobile Communicationの略である。また、W-CDMAは、Wideband Code Multiplex Accessの略である。更に、LTEは、Long Term Evolutionの略である。

【0003】

第2世代(2G)のGSM方式には、GSM850とGSM900とDCS1800とPCS1900の4つの方式が含まれている。GSM850方式は主として北米で普及している方式であり、携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には824~915MHzの無線周波数(RF)が使用される。GSM900方式は主としてアジア、アフリカ、オセアニア、欧州、中南米で普及している方式であり、携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には880~915MHzの無線周波数(RF)が使用される。またDCS1800方式も主としてアジア、アフリカ、オセアニア、欧州、中南米で普及している方式であり、携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には1710~1785MHzの無線周波数(RF)が使用される。また更に、PCS1900方式は主として北米、中南米で普及している方式であり、携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には1850~1910MHzの無線周波数(RF)が使用される。一般に、GSM850方式とGSM900方式はGSM方式のローバンドと呼ばれ、DCS1800方式とPCS1900方式はGSM方式のハイバンドと呼ばれる。

40

50

【0004】

3GPPによって作成されたLTE方式の技術仕様書によれば、極めて多数の周波数帯域(バンド)が利用可能とされている。その代表的なものは、バンド1とバンド2とバンド4とバンド5とバンド8である。バンド1の携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には、1920～1980MHzの無線周波数(RF)が使用される。バンド2の携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には、1850～1910MHzの無線周波数(RF)が使用される。バンド4の携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には、1710～1785MHzの無線周波数(RF)が使用される。バンド5の携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には、824～915MHzの無線周波数(RF)が使用される。バンド8の携帯電話端末から基地局への送信(アップリンク)には、880～915MHzの無線周波数(RF)が使用される。尚、3GPPは、Third Generation Partnership Projectの略である。 10

【0005】

一方、下記非特許文献1には、RF電力増幅器の電力制御のために方向性結合器(Directional Coupler)を使用することが記載され、RF電力増幅器から生成される電力は方向性結合器の主線路に供給され、方向性結合器の副線路の一端は終端抵抗を介して接地電位に接続され、方向性結合器の副線路の他端の検出電圧と制御電圧はコントローラに供給され、コントローラの出力によってRF電力増幅器が制御される。この検出電圧は、RF電力増幅器から生成される進行波信号の結合電圧と負荷によって反射された反射波信号の結合電圧とのベクトル加算となる。 20

【0006】

更に下記非特許文献2には、下記非特許文献1に記載と同様に方向性結合器を使用するRF電力増幅器の電力制御が記載され、更にACセンシングと呼ばれる電力制御が記載されている。このACセンシングでは、RF電力増幅器の最終段の出力トランジスタのコレクタ電圧が結合容量を介して包絡線検波器の入力端子に供給され、包絡線検波器の検波電圧と基準電圧とは誤差増幅器により比較され、最終段の出力トランジスタを駆動する駆動段が誤差増幅器の出力によって制御される。

【0007】

また更に、下記特許文献1には、一対の伝送線によって構成された方向性結合器をRF電力増幅器のRF増幅トランジスタのコレクタに出力整合回路を介して接続した電力制御が記載され、更に電流センシングと呼ばれる電力制御が記載されている。この電流センシングでは、RF増幅トランジスタのベースには、小さなRF信号センシングトランジスタのベースが2個のバイアス抵抗を介して接続される。この両者のトランジスタのベースには、2個のバイアス抵抗を介して共通のバイアス電圧が供給され、更に2個の結合容量を介して共通のRF入力信号が供給される。RF信号センシングトランジスタの素子サイズはRF増幅トランジスタの素子サイズにより物理的に小さく設定されることによって、RF信号センシングトランジスタのRF増幅信号はRF増幅トランジスタのRF増幅信号よりも小さくされる。 30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】米国特許 第6,307,364 B1号 明細書

【非特許文献】

【0009】

【非特許文献1】Jelena Madic et al, "Accurate Power Control Technique for Handset PA Modules with Integrated Directional Couplers", 2003 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, PP.715-718.

【非特許文献2】Angelo Scuderi et al, "A VSWR-Pr 50

o t e c t e d S i l i c o n B i p o l a r R F P o w e r A m p l i f i e r W i t h S o f t - S l o p e P o w e r C o n t r o l " , I E E E J O U R N A L O F S O L I D - S T A T E C I R C U I T S , V O L . 4 0 , N O . 3 , M A R C H 2 0 0 5 , P P . 6 1 1 - 6 2 1 .

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

本発明者は本発明に先立って、LTE方式によって基地局との無線通信が可能な携帯電話端末に搭載可能なRF電力増幅器の開発に従事した。

【0011】

図5は、3GPPによって作成されたLTE方式の技術仕様書に記載された多数の周波数帯域(バンド)とアップリンク周波数とダウンリンク周波数とを示す図である。

【0012】

アップリンク周波数は携帯電話端末のRF電力増幅器による基地局への送信動作時の送信周波数であり、ダウンリンク周波数は基地局からのRF送信信号の携帯電話端末による受信動作時の受信周波数である。図5に示したLTE方式のアップリンク周波数およびダウンリンク周波数は、従来から使用されている代表的なバンド1とバンド2とバンド3とバンド4とバンド5とバンド8と比較して、バンド12とバンド13とバンド14とバンド17の周波数帯域(バンド)において略700MHzの比較的低いRF周波数帯域が使用されていることが特徴である。この略700MHzの比較的低いRF周波数帯域は、日本および米国において、アナログテレビジョン放送の終了によって、携帯電話無線通信に新規に割り当てられたものである。

【0013】

しかし、本発明に先立った本発明者による検討によって、略700MHzの比較的低いRF周波数帯域のアップリンクを可能とする携帯電話端末に搭載可能なRF電力増幅器では、従来からRF送信電力の検出に使用されている方向性結合器のサイズが増大するものとなり、携帯電話端末およびRF電力増幅器の小型化の障害となると言う問題が明らかとされた。

【0014】

すなわち、上記特許文献1に記載されているように、方向性結合器は、一対の伝送線、すなわち主線路と副線路とによって構成される。良く知られているように、方向性結合器の主線路と副線路は波長の4分の1の長さを有する $\lambda/4$ 結合部において結合されているので、主線路の進行波信号は副線路に伝達される。更に、 $\lambda/4$ 結合部は主線路の進行波信号の一端から他端への伝達に際して主線路の両端間に90°の位相差を生成する一方、負荷によって反射された反射波信号の主線路の他端から一端への伝達に際して主線路の両端間に90°の位相差を生成する。その結果、主線路の進行波信号の一端において、進行波信号と反射波信号とは180°、すなわち逆位相となるので、進行波信号と反射波信号とは打ち消される。進行波信号の大きさよりも反射波信号の大きさは小さいので、両者の信号の大きさの減算(キャンセル)の後の大きさを有する進行波信号が方向性結合器の主線路の一端に残留する。従って、主線路の一端に残留したキャンセルの後の進行波信号が方向性結合器の副線路に伝達されるので、キャンセルの後の反射波信号が主線路から副線路に伝達されることなく、キャンセルの後の進行波信号が主線路から副線路に一方向性で伝達される。

【0015】

上述した方向性結合器の一端における進行波信号と反射波信号とのキャンセルの後の進行波信号が主線路から副線路に一方向性で伝達される原理によって、方向性結合器の副線路から生成される検出電圧は反射波信号の成分を含まずに進行波信号の成分のみを含むものである。一方、携帯電話端末では、アンテナの導電物質への接触によってRF電力増幅器の負荷の負荷インピーダンスが変動して、反射波信号の大きさが変動する。しかし、上述したように方向性結合器においては、方向性結合器の副線路から生成される検出電圧は

10

20

30

40

50

実質的に反射波信号の成分を含まないので、進行波信号の成分のみを正確に示すことが可能となる。従って、R F 電力増幅器の電力検出に使用される方向性結合器が、負荷からの反射波信号の誤差成分を含むことなく、負荷への進行波信号のR F 送信信号成分のみを正確に示すことが可能となる。

【0016】

しかしながら、R F 電力増幅器の電力検出が高精度である方向性結合器は、上述したようにR F 送信信号の波長 の4分の1の長さを有する / 4 結合部を必要とする。従って、従来から使用されているバンド1とバンド2とバンド3とバンド4とバンド5とバンド8等との略800MHz 以上の比較的高いR F 周波数帯域では、R F 送信信号の波長 自体が短いので、方向性結合器のサイズが小さくなり携帯電話端末およびR F 電力増幅器の小型化が可能となる。

10

【0017】

それに対して、バンド12とバンド13とバンド14とバンド17との略700MHz の比較的低いR F 周波数帯域では、R F 送信信号の波長 自体が長くなるので、方向性結合器のサイズが増大するものとなり、携帯電話端末およびR F 電力増幅器の小型化の障害となると言う問題が明らかとされた。

【0018】

更にR F 電力増幅器の電力検出に方向性結合器を使用しない方法として、上記非特許文献2に記載されたACセンシング方式および上記特許文献1に記載された電流センシング方式の採用も本発明に先立って本発明者によって検討された。

20

【0019】

しかし、本発明に先立った本発明者による検討によって、上述のACセンシング方式においては、負荷変動による反射波信号の成分によってR F 増幅トランジスタのコレクタ電流が変動して、R F 増幅トランジスタおよびR F 信号センシングトランジスタのベース・エミッタ電圧が変動して、R F 信号センシングトランジスタのコレクタから生成される電力検出信号に誤差が発生すると言う問題が明らかとなつた。

【0020】

更に本発明に先立った本発明者による検討によって、上述の電流センシング方式においても、負荷変動による反射波信号の成分の変動が結合容量を介して包絡線検波器の入力端子に供給されるので、包絡線検波器の検波電圧に誤差が発生すると言う問題が明らかとなつた。

30

【0021】

本発明は、以上のような本発明に先立った本発明者等による検討の結果、なされたものである。

【0022】

従って、本発明の目的とするところは、R F 電力増幅器の電力検出回路を小型化することにある。

【0023】

また、本発明の他の目的とするところは、R F 電力増幅器の電力検出回路を高精度化することにある。

40

【0024】

本発明の前記ならびにその他の目的と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【課題を解決するための手段】

【0025】

本願において開示される発明のうちの代表的なものについて簡単に説明すれば下記のとおりである。

【0026】

すなわち、本発明の代表的な実施の形態、R F 増幅回路(11)と、電力検出回路(14)とを具備するR F 電力増幅器である。

50

【0027】

前記 R F 増幅回路(11)の入力端子に所定の周波数帯域を有する R F 入力信号(Pin)が供給されることによって、前記 R F 増幅回路(11)は前記 R F 入力信号の電力増幅を実行して前記 R F 増幅回路(11)の出力端子から前記所定の周波数帯域を有する R F 増幅出力信号(Pout)が生成される。

【0028】

前記電力検出回路(14)の入力端子は前記 R F 増幅回路(11)の前記出力端子に接続され、前記電力検出回路は前記 R F 増幅出力信号の基本波成分の周波数の整数倍の高調波周波数を有する高調波成分を検出して、当該検出された当該高調波成分から前記 R F 増幅出力信号の前記基本波成分の信号レベルを示す検出信号を前記電力検出回路(14)が出力端子に生成することを特徴とする(図1参照)。

10

【発明の効果】

【0029】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記の通りである。

【0030】

すなわち、本発明によれば、R F 電力増幅器の電力検出回路を小型化することができる。

【図面の簡単な説明】

【0031】

20

【図1】図1は、本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1の構成を示す図である。

【図2】図2は、図1に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1の出力端子から生成されるR F 増幅出力信号Poutの送信電力を制御するために、R F 電力増幅器1に可変利得増幅器(VGA)211と誤差増幅器(EA)212とが接続される様子を示す図である。

【図3】図3は、図1と図2に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1が周波数分割デュプレックス(FDD)方式の携帯電話端末に搭載される様子を示す図である。

【図4】図4は、本発明の実施の形態2によるデュアルバンド送信を可能とするR F 電力増幅器1の構成を示す図である。

【図5】図5は、3GPPによって作成されたLTE方式の技術仕様書に記載された多数の周波数帯域(バンド)とアップリンク周波数とダウンリンク周波数とを示す図である。

30

【発明を実施するための形態】

【0032】

1. 実施の形態の概要

まず、本願において開示される発明の代表的な実施の形態について概要を説明する。代表的な実施の形態についての概要説明で括弧を付して参照する図面の参照符号は、それが付された構成要素の概念に含まれるものを見示すに過ぎない。

【0033】

〔1〕本発明の代表的な実施の形態は、R F 増幅回路(11)と、電力検出回路(14)とを具備するR F 電力増幅器である。

40

【0034】

前記 R F 増幅回路(11)の入力端子に所定の周波数帯域を有する R F 入力信号(Pin)が供給されることによって、前記 R F 増幅回路(11)は前記 R F 入力信号の電力増幅を実行して前記 R F 増幅回路(11)の出力端子から前記所定の周波数帯域を有する R F 増幅出力信号(Pout)が生成される。

【0035】

前記電力検出回路(14)の入力端子は前記 R F 増幅回路(11)の前記出力端子に接続され、前記電力検出回路(14)は前記 R F 増幅出力信号の基本波成分の周波数の整数倍の高調波周波数を有する高調波成分を検出して、当該検出された当該高調波成分から前記 R F 増幅出力信号の前記基本波成分の信号レベルを示す検出信号を前記電力検出回路(14)が

50

出力端子に生成することを特徴とする(図1参照)。

【0036】

前記実施の形態によれば、R F電力増幅器の電力検出回路を小型化することができる。

【0037】

好適な実施の形態では、前記電力検出回路(14)は、前記高調波成分を検出する入力回路(C1、SL1)と、前記出力端子に前記検出信号を生成する出力回路(SL4、R1)とを有する。

【0038】

前記入力回路(C1、SL1)は、前記R F増幅回路(11)の前記出力端子と接地電位(GND)との間に接続された第1容量(C1)と第1インダクタ(SL1)との直列接続により構成された高調波終端回路(2HD T)としても機能することを特徴とするものである(図1参照)。

【0039】

他の好適な実施の形態では、前記出力回路(SL4、R1)は第2インダクタ(SL2)を含む。

【0040】

前記第2インダクタが前記入力回路の前記第1インダクタと電磁気結合されることにより、前記出力回路は当該電磁気結合によって前記第2インダクタに生成される前記検出信号を前記電力検出回路(14)の前記出力端子に生成することを特徴とするものである(図1参照)。

【0041】

更に他の好適な実施の形態では、前記直列接続により構成された前記高調波終端回路(2HD T)は、前記R F増幅回路(11)の前記出力端子に接続された出力整合回路(12)に含まれたことを特徴とする(図1参照)。

【0042】

より好適な実施の形態では、前記直列接続により構成された前記高調波終端回路(2HD T)は、前記出力整合回路(12)の入力端子と出力端子と当該入力端子と当該出力端子との間の中間タップのいずれかと前記接地電位(GND)との間に接続されたことを特徴とするものである(図1参照)。

【0043】

他のより好適な実施の形態では、前記出力回路の前記第2インダクタ(SL2)の一端は終端抵抗(R1)を介して前記接地電位(GND)に接続されることによって、前記第2インダクタ(SL2)の他端から前記検出信号が生成されることを特徴とするものである(図1参照)。

【0044】

更に他のより好適な実施の形態では、前記出力整合回路(12)の出力端子は、周波数分割デュプレックス(FDD)方式の送信動作と受信動作とを実現するためのデュプレクサ(3)と接続可能とされたことを特徴とするものである(図3参照)。

【0045】

別のより好適な実施の形態では、前記R F入力信号の前記所定の周波数帯域は、略700MHzのR F周波数であることを特徴とするものである。

【0046】

具体的な実施の形態では、前記略700MHzのR F周波数は、LTE方式のバンド12とバンド13とバンド14とバンド17のいずれかの周波数であることを特徴とするものである(図1参照)。

【0047】

最も具体的な実施の形態では、前記R F電力増幅器は、ハイバンドとローバンドとの複数の周波数帯域の送信を可能とするR F電力増幅装置の前記ハイバンドの送信を実行する高周波帯域R F電力増幅器と前記ローバンドの送信を実行する低周波帯域R F電力増幅器のうち、当該低周波帯域R F電力増幅器を構成することを特徴とするものである(図4参

10

20

30

40

50

照)。

【0048】

〔2〕本発明の別の観点の代表的な実施の形態は、R F 増幅回路(11)と、電力検出回路(14)とを具備するR F 電力増幅器の動作方法である。

【0049】

前記R F 増幅回路(11)の入力端子に所定の周波数帯域を有するR F 入力信号(Pin)が供給されることによって、前記R F 増幅回路(11)は前記R F 入力信号の電力増幅を実行して前記R F 増幅回路(11)の出力端子から前記所定の周波数帯域を有するR F 増幅出力信号(Pout)が生成される。

【0050】

前記電力検出回路(14)の入力端子は前記R F 増幅回路(11)の前記出力端子に接続され、前記電力検出回路は前記R F 増幅出力信号の基本波成分の周波数の整数倍の高調波周波数を有する高調波成分を検出して、当該検出された当該高調波成分から前記R F 増幅出力信号の前記基本波成分の信号レベルを示す検出信号を前記電力検出回路(14)が出力端子に生成することを特徴とする(図1参照)。

10

【0051】

前記実施の形態によれば、R F 電力増幅器の電力検出回路を小型化することができる。

【0052】

2. 実施の形態の詳細

次に、実施の形態について更に詳述する。尚、発明を実施するための最良の形態を説明するための全図において、前記の図と同一の機能を有する部品には同一の符号を付して、その繰り返しの説明は省略する。

20

【0053】

[実施の形態1]

《R F 電力増幅器の構成》

図1は、本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1の構成を示す図である。

【0054】

図1に示す本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1は、多段R F 電力増幅回路(Amp)11と出力整合回路(OMN)12と検出回路(DET)13と高調波検出回路(2H D_Det)14とを含んでいる。

30

【0055】

《多段R F 電力増幅回路》

多段R F 電力増幅回路(Amp)11の各電力増幅段は、電力増幅素子としてL D(Laterally Diffused)型のソース接地NチャネルパワーMOSトランジスタを含んでいる。上述したバンド12とバンド13とバンド14とバンド17との略700MHzの比較的低いR F 周波数帯域を有するR F 送信入力信号Pinが初段電力増幅段の初段増幅素子のMOSトランジスタのゲート入力電極に供給され、この初段増幅素子のMOSトランジスタのドレイン出力電極からR F 初段増幅信号が生成される。上述した比較的低いR F 周波数帯域を有するR F 初段増幅信号は、第1段間整合回路を介して中間段電力増幅段の中間段増幅素子のMOSトランジスタのゲート入力電極に供給され、この中間段増幅素子のMOSトランジスタのドレイン出力電極からR F 中間段増幅信号が生成される。上述した比較的低いR F 周波数帯域を有するR F 中間段増幅信号は、第2段間整合回路を介して最終段電力増幅段の最終段増幅素子のMOSトランジスタのゲート入力電極に供給され、この最終段増幅素子のMOSトランジスタのドレイン出力電極からR F 最終段増幅信号が生成される。このR F 最終段増幅信号は、出力整合回路(OMN)12の入力端子に供給される。

40

【0056】

《出力整合回路》

《出力整合回路のインピーダンス変換》

出力整合回路(OMN)12は、多段R F 電力増幅回路(Amp)11の最終段電力増幅段の最終段増幅素子のMOSトランジスタの数の比較的低い出力インピーダンスを図示し

50

ない携帯電話端末のアンテナの 50 Ω の入力インピーダンスにインピーダンス変換する機能を有している。すなわち、出力整合回路(OMN)12は、上述のインピーダンス変換の機能を実現するために、複数のインダクタ L1、L2 と複数の容量 C1、C2、C3 とから構成された多段のローパスフィルタ(LPF)を含んでいる。従って、出力整合回路(OMN)12の複数のインダクタ L1、L2 の各インダクタによるインピーダンスは、スミスチャートの上において、各インダクタの入力端子のインピーダンスから出発して、定抵抗円の円弧の上で時計方向に移動する。また出力整合回路(OMN)12の複数の容量 C1、C2、C3 の各容量によるインピーダンスは、スミスチャートの上において、各容量の入力端子のインピーダンスから出発して、定コンダクタンス円の円弧の上で時計方向に移動する。出力整合回路(OMN)12の複数のインダクタ L1、L2 と複数の容量 C1、C2、C3 との全てのインピーダンスの移動によって、最終段増幅素子のMOSトランジスタの数の比較的低い出力インピーダンスから出発して、携帯電話端末のアンテナの 50 Ω の入力インピーダンスに到達することで、インピーダンス変換を実現することが可能となる。

【0057】

《出力整合回路の高調波バイパス》

更に、出力整合回路(OMN)12は、上述したバンド12とバンド13とバンド14とバンド17との略 700 MHz の比較的低いRF周波数帯域の基本周波数成分を通過する機能を有する一方、基本周波数成分の高調波成分を接地電位 GND にバイパスする機能を有している。この高調波成分は、基本周波数の2倍の周波数を有する2次高調波成分と基本周波数の3倍の周波数を有する3次高調波成分と基本周波数の4倍の周波数を有する4次高調波成分等とを含んでいる。

【0058】

更に出力整合回路(OMN)12は、上述したバンド12とバンド13とバンド14とバンド17との略 700 MHz の比較的低いRF周波数帯域の基本周波数成分の高調波成分を低インピーダンスで接地電位 GND に終端する高調波終端機能を有している。すなわち、出力整合回路(OMN)12は上述の高調波終端機能を実現するために、複数のインダクタとして機能する複数のストリップライン SL1、SL2、SL3 を含んでいる。

【0059】

まず、出力整合回路(OMN)12の入力端子は、容量 C1 とストリップライン SL1 によって構成された2次高調波成分終端回路 2HD T を介して、接地電位 GND に接続される。容量 C1 の容量値とストリップライン SL1 のインダクタンス値によって決定される直列共振周波数は、上述したバンド12とバンド13とバンド14とバンド17との略 700 MHz の比較的低いRF周波数帯域の2倍の周波数を有する2次高調波成分の周波数に設定される。その結果、出力整合回路(OMN)12の入力端子での2次高調波成分は、容量 C1 とストリップライン SL1 によって構成された直列共振回路の直列共振周波数の略ゼロ Ω のインピーダンスによって接地電位 GND にバイパスされる。従って、無線通信において有害な妨害波成分を、低減することが可能となる。

【0060】

次に、出力整合回路(OMN)12の入力端子と出力端子との間の中間タップは、容量 C2 とストリップライン SL2 によって構成された3次高調波成分終端回路 3HD T を介して、接地電位 GND に接続される。容量 C2 の容量値とストリップライン SL2 のインダクタンス値とによって決定される直列共振周波数は、上述したバンド12とバンド13とバンド14とバンド17の略 700 MHz の比較的低いRF周波数帯域の3倍の周波数を有する3次高調波成分の周波数に設定される。従って、出力整合回路(OMN)12の中間タップでの3次高調波成分は、容量 C2 とストリップライン SL2 によって構成された直列共振回路の直列共振周波数の略ゼロ Ω のインピーダンスによって接地電位 GND にバイパスされる。その結果、無線通信において有害な妨害波成分を、低減することが可能となる。

【0061】

10

20

30

40

50

更に、出力整合回路(OMN)12の出力端子は、容量C3とストリップラインSL3によって構成された4次高調波成分終端回路4HDTを介して、接地電位GNDに接続される。容量C3の容量値とストリップラインSL3のインダクタンス値によって決定される直列共振周波数は、上述したバンド12とバンド13とバンド14とバンド17との略700MHzの比較的低いRF周波数帯域の4倍の周波数を有する4次高調波成分の周波数に設定される。その結果、出力整合回路(OMN)12の出力端子での4次高調波成分は、容量C3とストリップラインSL3によって構成された直列共振回路の直列共振周波数の略ゼロのインピーダンスによって接地電位GNDにバイパスされる。従って、無線通信において有害な妨害波成分を、低減することが可能となる。

【0062】

10

尚、出力整合回路(OMN)12の出力端子に接続された容量C4は、多段RF電力增幅回路(Amp)11の最終段電力增幅段の出力直流電圧が携帯電話端末の送信アンテナに供給されないようにする一方、多段RF電力增幅回路(Amp)11の最終段電力增幅段のRF最終段增幅信号を携帯電話端末の送信アンテナに供給するための結合容量として機能する。尚、出力整合回路(OMN)12の容量C4を介して、送信アンテナに供給されるRF增幅出力信号Poutが生成される。

【0063】

《高調波検出回路》

更に、図1に示した本発明の実施の形態1によるRF電力增幅器1に含まれた高調波検出回路(2HDDet)14は、上述した出力整合回路(OMN)12の2次高調波成分終端回路2HDTのストリップラインSL1と電磁気的に結合されたストリップラインSL4と、このストリップラインSL4の一端と接地電位GNDとの間に接続された終端抵抗R1を含む電力結合器によって構成されている。図1に示した高調波検出回路(2HDDet)14としての電力結合器の入力回路として機能する出力整合回路(OMN)12の2次高調波成分終端回路2HDTのストリップラインSL1には、容量C1の容量値とストリップラインSL1のインダクタンス値とによって決定される直列共振周波数の周波数を有する2次高調波成分のみが印加され、それ以外の周波数成分は実質的に印加されない。

20

【0064】

その結果、図1に示した高調波検出回路(2HDDet)14としての電力結合器の出力回路として機能するストリップラインSL4と終端抵抗R1との直列接続には、上述した電力結合器の入力回路として機能するストリップラインSL1に印加される2次高調波成分の電磁気結合による結合2次高調波成分のみ印加されて、それ以外の周波数成分は実質的に印加されない。従って、高調波検出回路(2HDDet)14のストリップラインSL4の他端には、電力結合器による2次高調波成分の電磁気結合による結合2次高調波成分の高調波検出信号が生成される。

30

【0065】

この結合2次高調波成分の高調波検出信号が検出回路(DET)13の入力端子に供給されることによって、検出回路(DET)13の出力端子から多段RF電力增幅回路(Amp)11のRF增幅出力信号の送信電力の制御のための検出電圧Vdetが生成される。

40

【0066】

尚、図1に示した高調波検出回路(2HDDet)14の電力結合器ではストリップラインSL4の一端は終端抵抗R1を介して接地電位GNDに接続されているので、電力結合器は方向性結合器として機能する。すなわち、多段RF電力增幅回路(Amp)11の出力端子から容量C1を介してストリップラインSL1に流入する2次高調波成分にのみ応答して、電力結合器は2次高調波成分の電磁気結合による結合2次高調波成分の高調波検出信号を生成する。従って、多段RF電力增幅回路(Amp)11の出力端子に向かって容量C1を介してストリップラインSL1から流出する2次高調波成分には応答せず、電力結合器は2次高調波成分の電磁気結合による結合2次高調波成分の高調波検出信号を生成しないものである。

50

【0067】

多段 R F 電力増幅回路(A m p) 1 1 の最終段増幅素子で発生される高調波信号の出力電圧 $y(t)$ は、最終段増幅素子の入力電圧を V_1 とすると一般的に、下記(1)式によって与えられる。

【0068】

【数1】

$$\begin{aligned}
 \text{数1} \quad y(t) = & \left(c_0 + \frac{1}{2} c_2 V_1^2 + \frac{3}{8} c_4 V_1^4 \right) + \left(c_1 V_1 + \frac{3}{4} c_3 V_1^3 \right) \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\
 & + \left(\frac{1}{2} c_2 V_1^2 + \frac{1}{2} c_4 V_1^4 \right) \cos[2(\omega_1 t + \phi_1)] + \left(\frac{1}{4} c_3 V_1^3 \right) \cos[3(\omega_1 t + \phi_1)] \\
 & + \left(\frac{1}{8} c_4 V_1^4 \right) \cos[4(\omega_1 t + \phi_1)] + \dots \quad \dots(1) \text{式}
 \end{aligned}$$

10

【0069】

上記(1)式において、第1項は直流成分を示し、第2項は基本波送信信号の成分を示し、第3項は基本波送信信号の周波数の2倍の2次高調波信号の成分を示し、第4項は基本波送信信号の周波数の3倍の3次高調波信号の成分を示し、第5項は基本波送信信号の周波数の4倍の4次高調波信号の成分を示す。

20

【0070】

上記(1)式より、最終段増幅素子の入力電圧 V_1 の増加に応答して、第2項の基本波送信信号の成分と第3項の2次高調波信号の成分と第4項の3次高調波信号の成分と第5項の4次高調波信号の成分とはそれぞれ単調増加する関係となることが理解される。その結果、図1に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1において、高調波検出回路(2HD_Det)14と検出回路(DET)13とによって2次高調波信号の成分を検出して検出電圧 V_{det} として出力するとしても、R F 電力増幅器1の出力端子から生成されるR F 増幅出力信号 P_{out} の送信電力の基本波送信信号の電力検出と電力制御が可能である。

30

【0071】

尚、上記(1)式において、係数 C_k は、下記(2)式で与えられる。

【0072】

【数2】

$$\text{数2} \quad C_k = \frac{1}{k!} \left[\frac{d^k f_{nonlinear}(x)}{dx^k} \right]_{x=x_0} \quad \dots(2) \text{式}$$

【0073】

40

更に、上記(2)式において、関数 $f_{nonlinear}(x)$ は、下記(3)式で与えられる。

【0074】

【数3】

$$\text{数3} \quad f_{nonlinear}(x) = \sum_{k=0}^n c_k (x - x_0)^k \quad \dots(3) \text{式}$$

【0075】

《電力検出回路の小型化》

上述した図1に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1によれば、高調波

50

検出回路(2HD_Det)14によるRF増幅出力信号Poutの電力検出が、RF増幅出力信号Poutの基本波送信信号の成分の検出ではなく、基本波送信信号の周波数の2倍の2次高調波信号の成分の検出に基づくものである。従って、図1に示した高調波検出回路(2HD_Det)14の電力結合器の入力回路および出力回路としてそれぞれ機能するストリップラインSL1、SL4の1/4結合部の波長を、RF増幅出力信号Poutの基本波送信信号の波長ではなく、基本波送信信号の周波数の2倍の2次高調波信号の波長に半減することが可能となる。その結果、図1に示した本発明の実施の形態1によるRF電力増幅器1によれば、RF電力増幅器の電力検出回路を小型化することが可能となる。

【0076】

10

《電力検出回路の高精度化》

上述したように、図1に示した本発明の実施の形態1によるRF電力増幅器1によれば、出力整合回路(OMN)12は多段RF電力増幅回路(Amp)11の最終段増幅素子の数の低出力インピーダンスと携帯電話端末のアンテナの50Ωの高入力インピーダンスとのインピーダンス変換のために複数のインダクタL1、L2と複数の容量C1、C2、C3から構成された多段のローパスフィルタ(LPF)を含んでいる。一方、アンテナの導電物質への接触によるRF電力増幅器の負荷インピーダンスの変動と負荷からの反射波信号の大きさの変動に際して、出力整合回路(OMN)12の多段のローパスフィルタ(LPF)は、反射波信号に含まれる上述の2次高調波信号と3次高調波信号と4次高調波信号との各成分を接地電位GNDにバイパスする機能を有している。

20

【0077】

従って、出力整合回路(OMN)12の出力端子でアンテナの負荷変動が発生することによりアンテナからの反射波信号が増大したとしても、出力整合回路(OMN)12の入力端子に高調波検出回路(2HD_Det)14が接続されているので、出力整合回路(OMN)12の出力端子から入力端子への反射波信号の伝達の間に高調波信号成分の大部分はローパスフィルタ(LPF)により接地電位GNDにバイパスされる。

【0078】

30

その結果、出力整合回路(OMN)12の入力端子に接続された高調波検出回路(2HD_Det)の入力端子に伝達される反射波信号中の2次高調波信号等の高調波信号成分が上述のローパスフィルタ(LPF)により低減されるので、高調波検出回路(2HD_Det)14と検出回路(DET)13で生成される2次高調波信号成分の検出電圧Vdetに含まれる反射波信号の高調波信号成分の影響の低減が可能となる。従って、図1に示した本発明の実施の形態1によるRF電力増幅器1によれば、電力検出回路の高精度化が可能となる。

【0079】

《可変利得増幅器と誤差増幅器を使用する電力制御》

図2は、図1に示した本発明の実施の形態1によるRF電力増幅器1の出力端子から生成されるRF増幅出力信号Poutの送信電力を制御するために、RF電力増幅器1に可変利得増幅器(VGA)211と誤差増幅器(EA)212とが接続される様子を示す図である。

40

【0080】

図2に示すように、RF電力増幅器1の多段RF電力増幅回路(Amp)11のRF入力端子に、可変利得増幅器(VGA)211の出力端子から生成されるRF送信入力信号Pinが供給される。

【0081】

尚、図2では図示されていないが、可変利得増幅器(VGA)211の入力端子には、携帯電話端末に搭載された無線周波数集積回路(RFIC)の送信信号処理回路(TX-SPC)の内部のアップコンバータにより生成されるRF送信信号が供給される。

【0082】

更に図2に示すように、誤差増幅器(EA)212の一方の入力端子と他方の入力端子に

50

は送信目標電力に対応する基準電圧 V_{target} と高調波検出回路(2HD_Det)14と検出回路(DET)13とによって生成された2次高調波信号の検出電圧 V_{det} とがそれぞれ供給されて、誤差増幅器(EA)212の出力信号は可変利得増幅器(VGA)211の可変ゲインを制御する。

【0083】

R F 電力増幅器1の出力端子から生成されるR F 増幅出力信号 P_{out} の送信電力を高レベルに制御する場合には、比較的高いレベルの基準電圧 V_{target} が誤差増幅器(EA)212の一方の入力端子に供給される。もしも、比較的高いレベルの基準電圧 V_{target} に応答してR F 増幅出力信号 P_{out} の送信電力が目標電力に増大しない場合には、誤差増幅器(EA)212の他方の入力端子に供給される2次高調波信号の検出電圧 V_{det} が基準電圧 V_{target} より低レベルとなって、誤差増幅器(EA)212の出力信号は可変利得増幅器(VGA)211の可変ゲインを増大する。すなわち、検出電圧 V_{det} のフィードバックループにより検出電圧 V_{det} が基準電圧 V_{target} と一致するまで、可変利得増幅器(VGA)211の可変ゲインとR F 増幅出力信号 P_{out} の送信電力とが増大する。

【0084】

《R F 電力増幅器の携帯電話端末への搭載》

図3は、図1と図2に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1が周波数分割デュプレックス(FDD)方式の携帯電話端末に搭載される様子を示す図である。

【0085】

図3に示すように周波数分割デュプレックス(FDD)方式の携帯電話端末は、図1と図2に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1と、無線周波数信号処理集積回路(RFIC)2と、デュプレクサ3と、アンテナ(ANT)4を含んでいる。

【0086】

《デュプレクサ》

GSM850とGSM900とDCS1800とPCS1900との第2世代(2G)のGSM方式では、送信動作と受信動作とが時分割されると言う時分割デュプレックス(TDD:Time Division Duplex)方式が採用されている。一方、W-CDMA方式等の第3世代(3G)やLTE方式では、送信動作と受信動作とが周波数分割されると言う周波数分割デュプレックス(FDD:Frequency Division Duplex)方式が採用されている。

【0087】

図3に示した携帯電話端末では、周波数分割デュプレックス(FDD)方式を実現するためにデュプレクサ3の内部の受信フィルタ32の受信周波数帯域は、デュプレクサ3の内部の送信フィルタ31の送信周波数帯域と異なった周波数帯域に設定されている。

【0088】

《RFIC》

無線周波数信号処理集積回路(RFIC)2は、送信信号処理回路(TX-SPC)21と、低雑音増幅器(LNA)22と、受信信号処理回路(RX-SPC)23と、デジタルインターフェース(DigRF-I/F)24を含んでいる。デジタルインターフェース(DigRF-I/F)24に図示しないベースバンド信号処理ユニットから送信ベースバンドデジタル信号が供給される一方、デジタルインターフェース(DigRF-I/F)24は図示しないベースバンド信号処理ユニットに受信ベースバンドデジタル信号を供給する。特に、送信信号処理回路(TX-SPC)21は、図2で説明した可変利得増幅器(VGA)211と誤差増幅器(EA)212とを含むものである。

【0089】

デジタルインターフェース(DigRF-I/F)24からの送信ベースバンドデジタル信号は送信信号処理回路(TX-SPC)21の内部のデジタル・アナログ変換器(DAC)によって送信ベースバンドアナログ信号に変換され、送信ベースバンドアナログ信号は送信信号処理回路(TX-SPC)21の内部のアップコンバータにより送信R F 信号に変換される。送信信号処理回路(TX-SPC)21から生成される送信R F 信号は、図1と図2に示した本発明の実施の形態1によるR F 電力増幅器1のR F 信号入力端子に供給される

10

20

30

40

50

。

【0090】

R F 電力増幅器 1 の R F 信号出力端子から生成される送信 R F 電力増幅信号 Pout がデュプレクサ 3 の内部の送信フィルタ 31 を介してアンテナ(ANT)4 に供給されることによって、アンテナ(ANT)4 から基地局への送信電波が送信される。

【0091】

アンテナ(ANT)4 によって受信される基地局からの受信 R F 信号は、デュプレクサ 3 の内部の受信フィルタ 32 を介して無線周波数信号処理集積回路(RFIC)2 の低雑音増幅器(LNA)22 の入力端子に供給される。

【0092】

従って、低雑音増幅器(LNA)22 の出力端子から生成される受信 R F 増幅信号は、受信信号処理回路(RX-SPC)23 の内部のダウンコンバータにより受信ベースバンドアナログ信号に変換される。受信ベースバンドアナログ信号は受信信号処理回路(RX-SPC)23 の内部のアナログ・デジタル変換器(ADC)によって受信ベースバンドデジタル信号に変換されて、受信ベースバンドデジタル信号はデジタルインターフェース(DigRF-IIF)24 を介して図示しないベースバンド信号処理ユニットに供給される。

【0093】

《デュプレクサと接続された R F 電力増幅器》

図 3 に示したように、図 1 と図 2 とに示した本発明の実施の形態 1 による R F 電力増幅器 1 の R F 出力端子が周波数分割デュプレックス(FDD)方式を実現するためにデュプレクサ 3 と接続されることによって、以下に説明する顕著な効果を奏することが可能となる。

【0094】

上述したように、周波数分割デュプレックス(FDD)方式を実現するためにデュプレクサ 3 の内部の受信フィルタ 32 の受信周波数帯域は、デュプレクサ 3 の内部の送信フィルタ 31 の送信周波数帯域と異なった周波数帯域に設定されている。特に、デュプレクサ 3 の送信フィルタ 31 は送信周波数帯域を通過する一方、デュプレクサ 3 の送信フィルタ 31 は送信周波数帯域よりも低い周波数帯域および送信周波数帯域よりも高い周波数帯域で所定の減衰量を持ったバンドパスフィルタ(BPF)によって構成される。すなわち、バンドパスフィルタ(BPF)によって構成されたデュプレクサ 3 の送信フィルタ 31 は、送信周波数帯域の基本波送信信号を通過するが基本波送信信号の周波数の 2 倍の 2 次高調波信号と 3 倍の 3 次高調波信号等の高調波成分を抑圧するものである。

【0095】

従って、図 3 に示した携帯電話端末においてデュプレクサ 3 の送信フィルタ 31 とアンテナ(ANT)4 の間で R F 電力増幅器 1 の R F 送信出力信号 Pout の反射が発生しても、R F 送信出力信号 Pout の基本波送信信号の周波数成分の反射が発生するだけであり、基本波周波数の整数倍の高調波成分は送信フィルタ 31 からアンテナ(ANT)4 に実質的に出力されないので高調波成分の反射は無視することができる。その結果、図 3 に示したようにデュプレクサ 3 の送信フィルタ 31 に接続された図 1 と図 2 とに示した本発明の実施の形態 1 による R F 電力増幅器 1 においては、デュプレクサ 3 の機能によって高調波検出回路(2HD_Det)14 と検出回路(DET)13 で生成される 2 次高調波信号成分の検出電圧 Vdet に含まれる反射波信号の高調波信号成分の影響を低減することが可能となる。

【0096】

また図 1 に示した出力整合回路(OMN)12において、出力整合回路(OMN)12 の入力端子と中間タップと出力端子にそれぞれ接続される高調波成分終端回路は、2 次高調波成分終端回路 2HD T と 3 次高調波成分終端回路 3HD T と 4 次高調波成分終端回路 4HD T の順序にのみ限定されるものではない。

【0097】

例えは、電力検出回路の小型化のみを目的とするならば、図 1 に示した高調波成分終端

10

20

30

40

50

回路の順序以外としては、4次高調波成分終端回路4HDTと2次高調波成分終端回路2HDTと3次高調波成分終端回路3HDTの順序、または3次高調波成分終端回路3HDTと4次高調波成分終端回路4HDTと2次高調波成分終端回路2HDTの順序と言うランダムな順序を採用することも可能である。

【0098】

更に電力検出回路の小型化と電力検出回路の高精度化とを目的とするならば、図3に示したデュプレクサ3を使用する場合には、デュプレクサ3の機能によって2次高調波信号成分の検出電圧Vdetに含まれる反射波信号の高調波信号成分の影響を低減できるので、出力整合回路(OMN)12の入力端子と中間タップと出力端子にそれぞれ接続される高調波成分終端回路は上記と同様に完全にランダムな順序を採用することが可能である。 10

【0099】

また更に、電力検出回路の小型化と電力検出回路の高精度化とを目的とするならば、図3に示したデュプレクサ3を使用しない場合には、高調波検出回路(2HD_Det)14が接続される出力整合回路(OMN)12の接続個所は、出力整合回路(OMN)12の入力端子と中間タップと出力端子のいずれかとすることが可能となる。もし、高調波検出回路(2HD_Det)14が接続される出力整合回路(OMN)12の接続個所を出力整合回路(OMN)12の出力端子としたとすると、高調波検出回路(2HD_Det)14と検出回路(DET)13とで生成される2次高調波信号成分の検出電圧Vdetに大きな信号レベルの反射波信号の高調波信号成分の影響が含まれるものとなる。 20

【0100】

また図1に示した高調波検出回路(2HD_Det)14において、電力結合器のストリップラインSL4の一端は、終端抵抗R1を介して、接地電位GNDに接続されることのみ限定されるものではない。例えば、電力結合器のストリップラインSL4の一端は、終端抵抗R1を介さずに直接接地電位GNDに接続されることが可能となる。それによって、電力結合器は、上述した一方向性を持たない無方向性結合器として機能するものとなる。従って、この無方向性結合器は、容量C1を介してストリップラインSL1に流入する2次高調波成分と容量C1を介してストリップラインSL1から流出する2次高調波成分との両者に応答して、2次高調波成分の電磁気結合による結合2次高調波成分の高調波検出信号を生成するものである。 30

【0101】

【実施の形態2】

《デュアルバンド送信を可能とするRF電力増幅器の構成》

図4は、本発明の実施の形態2によるデュアルバンド送信を可能とするRF電力増幅器1の構成を示す図である。

【0102】

図4に示した本発明の実施の形態2によるRF電力増幅器1は、ハイバンド多段増幅回路151Hとハイバンド出力整合回路153Hとハイバンド方向性結合器154Hとハイバンド検出回路155Hと終端抵抗R1と、ローバンド多段増幅回路151Lとローバンド出力整合回路153Lとローバンド高調波検出回路(2HD_Det)154Lとローバンド検出回路155Lとを含んでいる。 40

【0103】

ハイバンド入力端子101Hには、上述したバンド1とバンド2とバンド4のハイバンドRF送信信号が図示しない無線周波数集積回路(RFIC)の送信信号処理回路(TX-SPC)から供給される。このバンド1とバンド2とバンド4のアップリンク周波数は、図5に示したようにそれぞれ1920~1980MHzと1850~1910MHzと1710~1755MHzである。

【0104】

ハイバンド入力端子101Hに供給されるバンド1とバンド2とバンド4とのハイバンドRF送信信号はハイバンド多段増幅回路151Hにより増幅され、ハイバンド多段増幅回路151HのハイバンドRF送信増幅出力信号は上述したように多段ローパスフィルタ

(L P F)によって構成されたハイバンド出力整合回路153Hの入力端子に供給される。ハイバンド出力整合回路153Hの出力端子のハイバンドR F送信増幅出力信号は、ハイバンド方向性結合器154Hの主線路を介してハイバンド出力端子102Hに供給される。

【0105】

方向性結合器154Hの副線路の一端は終端抵抗R_Hを介して接地電位GNDに接続され、副線路の他端からはハイバンド検出信号がハイバンド検出回路155Hの入力端子に供給され、ハイバンド検出回路155Hの出力端子からハイバンド検出電圧V_{d e t H}が生成される。

【0106】

ハイバンド方向性結合器154Hの主線路と副線路とは、上述のハイバンドR F送信信号の波長の4分の1の長さを有する1/4結合部で結合されているので、主線路の進行波信号は副線路に伝達される。上述したバンド1とバンド2とバンド4のハイバンドR F送信信号の周波数は少なくとも1710MHzと高いので、ハイバンドR F送信信号の波長の4分の1の長さは短く1/4結合部で結合されたハイバンド方向性結合器154Hの主線路と副線路の線路長も短くなる。その結果、ハイバンド方向性結合器154Hは、小型化されることが可能となる。ハイバンド出力端子102Hから生成されるハイバンドR F送信増幅出力信号は、図示しないハイバンド用のデュプレクサの送信用フィルタに供給される。更に、ハイバンドの電力検出にはハイバンド方向性結合器154Hが使用されているので、ハイバンド検出回路155Hの出力端子のハイバンド検出電圧V_{d e t H}の反射波等の誤差が低減され、高精度のハイバンドの電力検出および電力制御が可能となる。

【0107】

ローバンド入力端子101Lには、上述したバンド5とバンド8とバンド12とバンド13とバンド14とバンド17とのローバンドR F送信信号が図示しない無線周波数集積回路(RFIC)の送信信号処理回路(TX-SPC)から供給される。このバンド5とバンド8とバンド12とバンド13とバンド14とバンド17のアップリンク周波数は、図5に示したようにそれぞれ824~849MHzと880~915MHzと698~716MHzと777~787MHzと788~798MHzと704~798MHzである。

【0108】

ローバンド入力端子101Lに供給されるバンド5とバンド8とバンド12とバンド13とバンド14とバンド17のローバンドR F送信信号はローバンド多段増幅回路151Lにより増幅され、ローバンド多段増幅回路151LのローバンドR F送信増幅出力信号はローバンド出力整合回路153Lの入力端子とローバンド高調波検出回路(2HD_D_{e t})154Lの入力端子に供給される。更にローバンド高調波検出回路(2HD_D_{e t})154Lの出力信号はローバンド検出回路155Lの入力端子に供給されて、ローバンド検出回路155Lの出力端子からローバンド検出電圧V_{d e t L}が生成される。またローバンド出力端子102Lから生成されるローバンドR F送信増幅出力信号は、図示していないローバンド用のデュプレクサの送信用フィルタに供給される。

【0109】

図4に示した本発明の実施の形態2によるR F電力増幅器1に含まれたローバンド出力整合回路153Lとローバンド高調波検出回路(2HD_D_{e t})154Lとローバンド検出回路155Lとは、図1と図2に示した本発明の実施の形態1によるR F電力増幅器1の出力整合回路(OMN)12と高調波検出回路(2HD_D_{e t})14と検出回路(DET)13とそれ同一の構成によって構成されている。その結果、図4に示した本発明の実施の形態2によるR F電力増幅器1によれば、ローバンドの電力検出回路の小型化と高精度化とが可能となる。

【0110】

以上、本発明者によってなされた発明を種々の実施の形態に基づいて具体的に説明したが、本発明はそれに限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々変

10

20

30

40

50

更可能であることは言うまでもない。

【0111】

例えば、本発明において、R F 増幅回路の増幅素子はL D型のソース接地NチャネルパワーM O Sトランジスタにのみ限定されるものではない。例えば、G a A s等の化合物半導体を使用したエミッタ接地ヘテロ接合バイポーラトランジスタやG a A s等の化合物半導体を使用したM E S F E Tを使用することもできる。

【0112】

また、高調波検出回路(2 H D _ D e t)1 4は、2次高調波以外の3次高調波成分や4次高調波成分等を供給するようすれば、電力検出回路を更に小型化することが可能となる。

10

【0113】

更に、本発明は、G S M 8 5 0とG S M 9 0 0とD C S 1 8 0 0とP C S 1 9 0 0との第2世代(2 G)のG S M方式の携帯電話端末に搭載されるデュアルバンドR F電力増幅器に適用することも可能である。すなわち、G S M 8 5 0とG S M 9 0 0のローバンドの電力検出と電力制御とに、本発明を適用することが可能である。

【0114】

その際の電力制御は、図2に示したようにR F電力増幅器1に接続された可変利得増幅器(V G A)2 1 1を使用せずに、可変利得増幅器(V G A)2 1 1の出力信号によって多段R F電力増幅回路(A m p)1 1の増幅ゲインを可変制御するものとなる。すなわち、可変利得増幅器(V G A)2 1 1の出力信号によって多段R F電力増幅回路(A m p)1 1のゲートバイアス電圧またはベースバイアス電圧を可変制御するか、または可変利得増幅器(V G A)2 1 1の出力信号によって多段R F電力増幅回路(A m p)1 1のドレイン電源電圧またはコレクタ電源電圧を可変制御するものである。

20

【符号の説明】

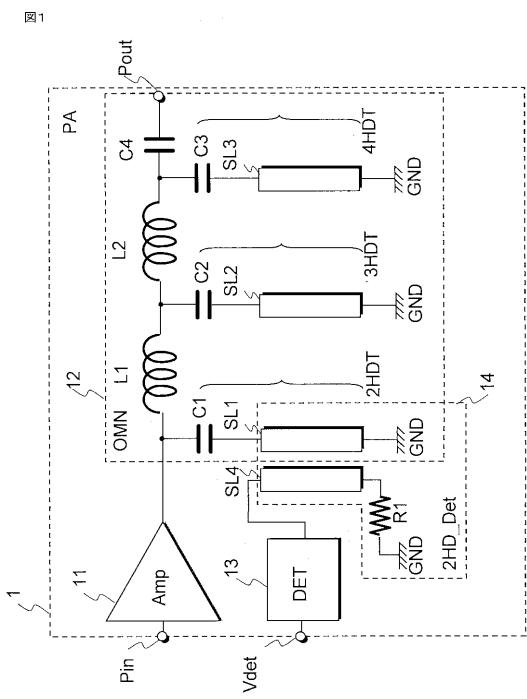
【0115】

- 1 ... R F電力増幅器
- 1 1 ... 多段R F電力増幅回路(A m p)
- 1 2 ... 出力整合回路(O M N)
- 1 3 ... 検出回路(D E T)
- 1 4 ... 高調波検出回路(2 H D _ D e t)
- L 1、L 2 ... インダクタ
- C 1 ~ C 4 ... 容量
- S L 1 ~ S L 4 ... ストリップライン
- R 1 ... 終端抵抗
- 2 H D T ... 2次高調波成分終端回路
- 3 H D T ... 3次高調波成分終端回路
- 4 H D T ... 4次高調波成分終端回路
- 2 ... 無線周波数信号処理集積回路(R F I C)
- 2 1 1 ... 可変利得増幅器(V G A)
- 2 1 2 ... 誤差増幅器(E A)
- 2 1 ... 送信信号処理回路(T X - S P C)
- 2 2 ... 低雑音増幅器(L N A)
- 2 3 ... 受信信号処理回路(R X - S P C)
- 2 4 ... デジタルインターフェース(D i g R F - I F)
- 3 ... デュプレクサ
- 3 1 ... 送信フィルタ
- 3 2 ... 受信フィルタ

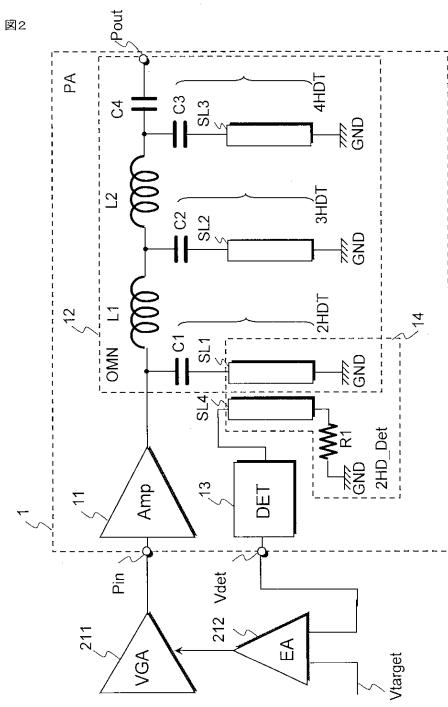
30

40

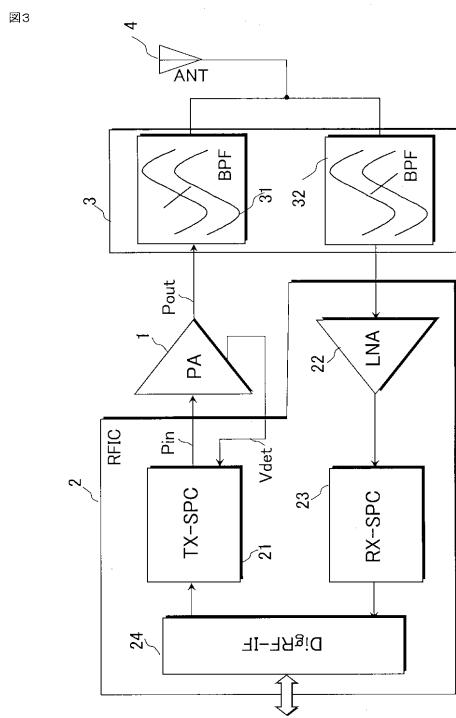
【図1】



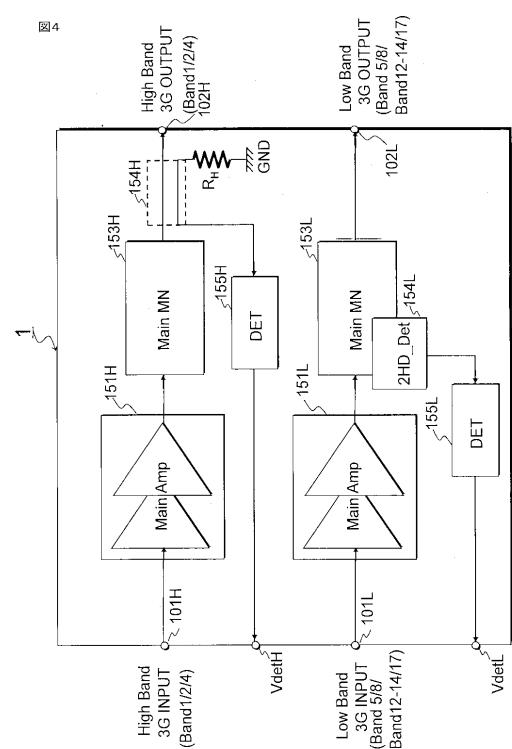
【図2】



【図3】



【図4】



【図5】

図5

Band	Uplink Frequency	Downlink Frequency	Duplex Mode
1	1920MHz - 1980MHz	2110MHz - 2170MHz	FDD
2	1850MHz - 1910MHz	1930MHz - 1990MHz	FDD
3	1710MHz - 1785MHz	1805MHz - 1880MHz	FDD
4	1710MHz - 1755MHz	2110MHz - 2155MHz	FDD
5	824MHz - 849MHz	869MHz - 894MHz	FDD
6	830MHz - 840MHz	875MHz - 885MHz	FDD
7	2500MHz - 2570MHz	2620MHz - 2690MHz	FDD
8	880MHz - 915MHz	925MHz - 960MHz	FDD
9	1749.9MHz - 1784.9MHz	1844.9MHz - 1879.9MHz	FDD
10	1710MHz - 1770MHz	2110MHz - 2170MHz	FDD
11	1427.9MHz - 1447.9MHz	1475.9MHz - 1495.9MHz	FDD
12	698MHz - 716MHz	728MHz - 746MHz	FDD
13	777MHz - 787MHz	746MHz - 756MHz	FDD
14	788MHz - 798MHz	758MHz - 768MHz	FDD
15	Reserved	Reserved	FDD
16	Reserved	Reserved	FDD
17	704MHz - 716MHz	734MHz - 746MHz	FDD
18	815MHz - 830MHz	860MHz - 875MHz	FDD
19	830MHz - 845MHz	875MHz - 890MHz	FDD
20	832MHz - 862MHz	791MHz - 821MHz	FDD
21	1447.9MHz - 1462.9MHz	1495.9MHz - 1510.9MHz	FDD
...			
33	1900MHz - 1920MHz	1900MHz - 1920MHz	TDD
34	2010MHz - 2025MHz	2010MHz - 2025MHz	TDD
35	1850MHz - 1910MHz	1850MHz - 1910MHz	TDD
36	1930MHz - 1990MHz	1930MHz - 1990MHz	TDD
37	1910MHz - 1930MHz	1910MHz - 1930MHz	TDD
38	2570MHz - 2620MHz	2570MHz - 2620MHz	TDD
39	1880MHz - 1920MHz	1880MHz - 1920MHz	TDD
40	2300MHz - 2400MHz	2300MHz - 2400MHz	TDD

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2003-318750(JP,A)
特開平07-227003(JP,A)
米国特許出願公開第2002/0105384(US,A1)
特開平10-154917(JP,A)
特表2009-523340(JP,A)
特表2011-530241(JP,A)
特開平08-316870(JP,A)
国際公開第2002/047256(WO,A1)
米国特許出願公開第2007/0016135(US,A1)
米国特許出願公開第2010/0029227(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/00 - 3/45, 3/50 - 3/52,
3/62 - 3/64, 3/68 - 3/72
H03F 3/46 - 3/48, 3/54 - 3/60, 3/66,
7/00 - 7/06
H03G 1/00 - 3/34